

# ЧАСТОТНАЯ ПОГРЕШНОСТЬ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО КОМПАРАТОРА ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ НАПРЯЖЕНИЙ, БОЛЬШИХ НОМИНАЛЬНОГО ЛАМПЫ НАКАЛИВАНИЯ

Ю. М. ФОМИЧЕВ

(Представлена научным семинаром кафедры радиотехники)

При компарировании переменных напряжений, действующее значение которых превосходит номинальное для ЛН, в цепь последней включается добавочное сопротивление  $R_g$ . Величина его определяется пределами измеряемого напряжения и положением рабочей точки лампы. Очевидно, что в этом случае на погрешность компарирования (в области в. ч.) будут оказывать влияние как реактивности ЛН, так и добавочного сопротивления. Кроме того, при построении такого преобразователя встает вопрос и о месте включения ЛН.

Как отмечалось в [1], входную цепь преобразователя необходимо рассматривать как неоднородную длинную линию, замкнутую на конце\*). Ввиду сложности анализа неоднородной длинной линии с количеством участков больше двух представим входную цепь преобразователя в виде трех участков линии без потерь, два из которых нагружены на четырехполюсники  $K_1$  и  $K_2$ , а третий — коротко замкнут (рис. 1). Четы-

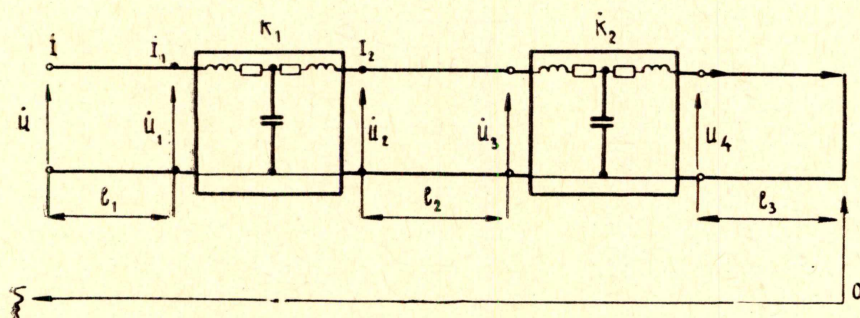


Рис. 1

рехполюсниками  $K_1$  и  $K_2$  заменены добавочное сопротивление и тело накала лампы.

Решение волновых уравнений относительно токов, протекающих через четырехполюсники, дает следующие результаты:

\*) Обычно входную цепь электротепловых преобразователей рассматривают как однородную длинную линию, нагруженную на активное сопротивление нагревателя [2, 3], и рассчитывают погрешность компарирования через входное сопротивление линии. Такое представление является не совсем полным, так как в этом случае не учитывается составляющая в. ч. погрешности из-за неравномерности распределения тока по длине преобразователя.



$$|\dot{I}_4| = \frac{|\dot{U}| \cos \gamma l_3}{|\dot{Z}|};$$

$$|\dot{I}_2| = |\dot{I}_4| \cdot \sqrt{\left[ \cos \gamma l_2 + \frac{\omega L_{\text{л}}}{z_0} \sin \gamma l_2 - \operatorname{tg} \gamma l_3 \cdot \sin \gamma l_2 \right]^2 + \left[ \frac{R_{\text{л}}}{z_0} \sin \gamma l_2 \right]^2} \approx \frac{|\dot{U}| \cos \gamma l_3 \cdot \cos \gamma l_2}{|\dot{Z}|},$$

где

$$|\dot{Z}| = \sqrt{\left[ R_{\text{л}} \cdot A \cdot C \cdot E + R_{\text{г}} E \left( AC - BD + \omega L_{\text{л}} A \frac{D}{Z_0} \right) + \right. \\ \left. + \left[ (\omega L_{\text{л}} AC - BC - AD) E + (\omega L_{\text{г}} E - Z_0 F)(AC - BD + \right. \right. \\ \left. \left. + R_{\text{л}} \frac{D}{Z_0} A (\omega L_{\text{г}} E - Z_0 F) \right]^2 + \right. \\ \left. \left. + \omega L_{\text{л}} A) \frac{D}{Z_0} - R_{\text{г}} R_{\text{л}} \frac{D}{Z_0} AE \right]^2 \right]};$$

$$A = \cos \gamma l_3; B = \sin \gamma l_3; C = \cos \gamma l_2; D = \sin \gamma l_2;$$

$$E = \cos \gamma l_1; F = \sin \gamma l_1;$$

—  $L_{\text{г}}$  — индуктивность добавочного сопротивления,

$Z_0$  — характеристическое сопротивление линии без потерь.

Исходя из полученных соотношений и формулы (3) из [1], можно записать общее выражение для тока, протекающего в любой точке входной цепи преобразователя

$$|\dot{I}_{\text{н}\xi}| \approx \frac{|\dot{U}_{\text{вх}}| \cdot \cos \gamma_{\text{н}} \cdot \xi_{\text{н}} \prod_{i=1}^n \cos \gamma_i \cdot l_i}{|\dot{Z}|}, \quad (1)$$

где  $\gamma_i, l_i$  — постоянные распространения и длина  $i$ -х однородных участков линии, находящихся между ее концом и участком, в котором определяется ток;

$|\dot{I}_{\text{н}\xi}|$  — модуль тока в любом участке линии;

$\gamma_{\text{н}}, \xi_{\text{н}}$  — постоянная распространения и текущая координата участка линии, в котором определяется ток;

$|\dot{Z}|$  — модуль полного сопротивления цепи.

Анализируя полученное выражение, нетрудно заключить, что наименьшая погрешность компарирования будет при  $l_i = 0$  и  $\xi_{\text{н}} \rightarrow 0$ , т. е. при включении ЛН ближе к короткозамкнутому концу преобразователя. Используя эффект неравномерного распределения тока по длине преобразователя, можно настраивать преобразователь по минимуму  $\delta_f$ , изменяя расстояние между ЛН и короткозамкнутым концом преобразователя.

Сделанные выводы были проверены экспериментально. Для этого был разработан фотоэлектрический преобразователь в виде светонепроницаемого отрезка коаксиальной линии, центральный провод которой составили две ЛН, соединенные последовательно, и имелась возможность изменения расстояния между одной из ламп и короткозамкнутым концом преобразователя (рис. 2). Каждая лампа освещала один из двух фоторезисторов, включенных в плечи различных мостов (рис. 3 а). Мосты балансировались, когда на ЛН подавалось постоянное напряжение (от источника 2, рис. 3 а). Затем на вход преобразователя пода-



валось переменное напряжение, значение которого устанавливалось по нулевым показаниям индикатора отклонения вначале одного, затем другого моста. Входное напряжение измерялось вольтметром ВЗ-24. Разница между показаниями ВЗ-24 составляет около 3% на 100 МГц,

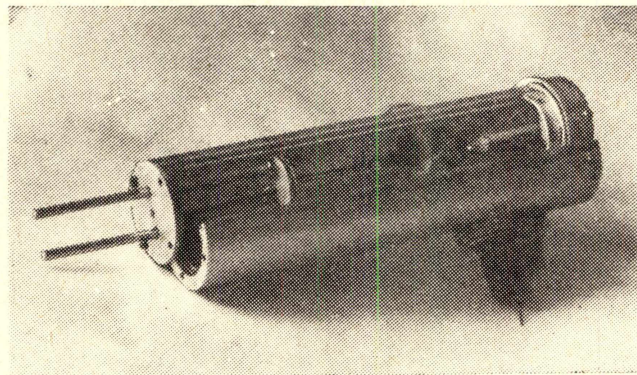


Рис. 2

причем большее значение напряжения устанавливается по ЛН<sub>1</sub> (рис. 3а). Относительная зависимость устанавливаемого значения напряжения от расстояния между ЛН и короткозамыкающим поршнем показана на рис. 3б.

Ранее [1] указывалось на целесообразность использования эквивалентных схем замещения для расчета частотной погрешности ФП. Рассмотрим возможность представления преобразователя, работающего в режиме заданного тока или промежуточном (т. е. с  $R_g$ ), простой эквивалентной схемой. Заменим добавочное сопротивление и ЛН Т-образными четырехполюсниками, тогда преобразователь можно представить как их последовательное соединение (рис. 4а). Приведем эту схему к эквивалентной Т-образной (рис. 4б). Для этого найдем общую матрицу  $A$ , равную произведению матриц  $A_1$  и  $A_2$ .

$$\begin{vmatrix} AB \\ CD \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_1 B_1 \\ C_1 D_1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} A_2 B_2 \\ C_2 D_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_1 A_2 + B_1 C_2 & A_1 B_2 + B_1 D_2 \\ C_1 A_2 + D_1 C_2 & C_1 B_2 + D_1 D_2 \end{vmatrix}. \quad (2)$$

Затем от нее перейдем к параметрам схемы  $Z_a$ ,  $Z_b$ ,  $Z_c$  и выясним, каким образом они связаны с параметрами схемы рис. 4а.

Матрица  $A$  через параметры схемы записывается следующим образом [4]:

$$\begin{vmatrix} 1 + \frac{Z_a}{Z_c}; Z_a + Z_b + \frac{Z_a \cdot Z_b}{Z_c} \\ 1/Z_c; 1 + Z_b/Z_c \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Используя (2) и (3), находим

$$C = C_1 A_2 + D_1 C_2 = \frac{1}{Z_c} = \left(1 + \frac{Z_{a2}}{Z_{c2}}\right) \cdot \frac{1}{Z_{c1}} + \left(1 + \frac{Z_{a1}}{Z_{c1}}\right) \cdot \frac{1}{Z_{c2}},$$

где

$$Z_{a1} = \frac{1}{2} (R_g + j\omega L_g) = \frac{1}{2} Z_1;$$

$$Z_{a2} = \frac{1}{2} (R_{\lambda} + j\omega L_{\lambda}) = \frac{1}{2} Z_2;$$

$$Z_{c1} = \frac{1}{j\omega C_1}, \quad Z_{c2} = \frac{1}{j\omega C_2}.$$



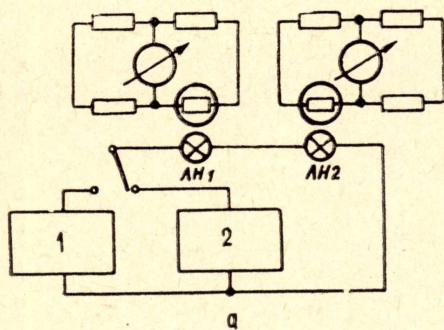


Рис. 3 а. 1 — источник переменного тока, 2 — источник постоянного тока

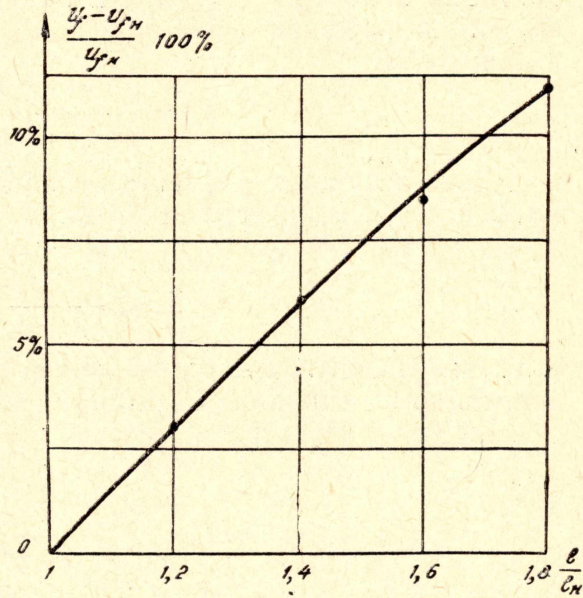
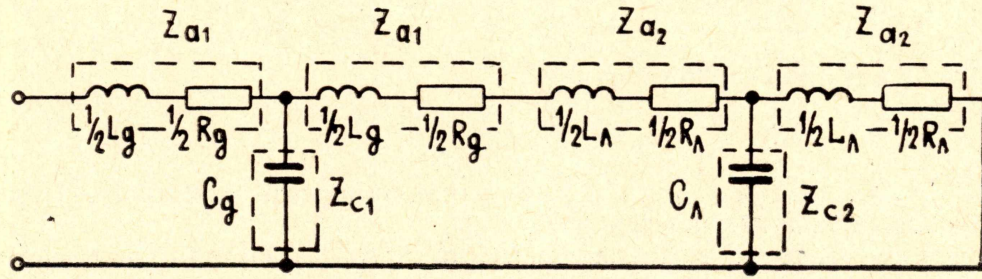
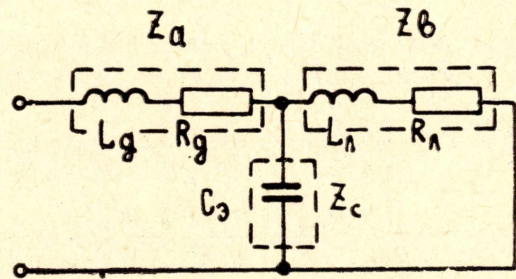


Рис. 3 б.  $l_f$  — начальная длина преобразователя,  $U_{fn}$  — показания ВЗ-24 при  $l = l_n$



а

Рис. 4 а



б

Рис. 4 б



$C_1, C_2$  — распределенные емкости добавочного сопротивления и ЛН относительно экрана, а  $L_g$  и  $L_n$  — соответственно суммарные индуктивности, в которые входят и индуктивности вводов. Разрешив последнее выражение относительно  $Z_c$  и сделав соответствующие замены, получим

$$Z_c = \frac{2 Z_{c1} \cdot Z_{c2}}{2 (Z_{c1} + Z_{c2}) + Z_1 + Z_2}.$$

Для реальных размеров преобразователей  $C_1$  и  $C_2$  достаточно малы и в рассматриваемой области частот (до  $50 \div 100$  МГц) можно принять, что  $2 \cdot (Z_{c2} + Z_{c1}) \gg (Z_2 + Z_1)$ , тогда

$$Z_c \approx \frac{Z_{c1} \cdot Z_{c2}}{Z_{c1} + Z_{c2}},$$

т. е. эквивалентная емкость равна параллельному соединению распределенных емкостей  $R_g$  и ЛН и подключена к точке их соединения

Из (2) и (3) можно записать

$$A = A_1 A_2 + B_1 C_2$$

или

$$1 + \frac{Z_a}{Z_c} = 1 + \frac{Z_{a2}}{Z_{c2}} + \frac{Z_{a1}}{Z_{c1}} + \frac{Z_{a1} Z_{a2}}{Z_{c1} \cdot Z_{c2}} + 2 \frac{Z_{a1}}{Z_{c2}} + \frac{Z_{a1}^2}{Z_{c1} \cdot Z_{c2}}.$$

Из этого уравнения найдем

$$Z_a = \frac{1}{2} \frac{Z_2 \cdot Z_{c1}}{Z_{c1} + Z_{c2}} + \frac{1}{2} \frac{Z_1 (Z_{c1} + Z_{c2})}{Z_{c1} + Z_{c2}} + \frac{1}{4} \frac{Z_1 (Z_1 + Z_2)}{Z_{c1} + Z_{c2}}.$$

Примем, что  $Z_{c1} \approx Z_{c2} \approx Z_c$ , тогда

$$Z_a \approx Z_1 \left( \frac{3}{4} + \frac{1}{8} \frac{Z_1}{Z_c} + \frac{1}{8} \frac{Z_2}{Z_c} + \frac{1}{4} \frac{Z_2}{Z_1} \right)$$

и при  $Z_c \gg Z_1$  и  $Z_2$  получим, что

$$Z_a \approx \frac{3}{4} Z_1 + \frac{1}{4} Z_2$$

или  $Z_a \approx Z_1$ , так как  $Z_1$  и  $Z_2$  имеют соизмеримые величины. Подобным способом доказывается и  $Z_b \approx Z_2$ .

Таким образом, фотоэлектрический преобразователь для расчета погрешности компарирования в области высоких частот можно представить Т-образной эквивалентной схемой (рис. 4 б). В полученной эквивалентной схеме не учитывается проходная распределенная емкость добавочного резистора (рис. 5), влияние которой особенно заметно будет при больших величинах  $R_g$ . Как следует из [5], распределенную емкость можно заменить эквивалентной сосредоточенной с величиной, равной  $C_g \approx \frac{r \epsilon}{2\pi}$ , где  $r$  — радиус резистора, подключенной параллельно

$L_g R_g$ . Тогда полная эквивалентная схема ФП примет вид рис. 6. Частотная погрешность компарирования в этом случае будет равна

$$\begin{aligned} \delta_f = & 1 - \frac{1}{V(1 - \omega^2 L_g C_g)^2 + \omega^2 C_g^2 R_g^2} + \\ & + \frac{\omega^2 C (L_g R_n + L_n R_g)}{(R_g + R_n) V(1 - \omega^2 L_g C_g)^2 + \omega^2 C_g^2 R_g^2} - \\ & - \frac{1}{2 [(R_g + R_n) - \omega^2 C (L_g R_n + L_n R_g)] V(1 - \omega^2 L_g C_g)^2 + \omega^2 C_g^2 R_g^2 \cdot [R_g + R_n]}. \end{aligned} \quad (4)$$



Так как  $L_g C_g = \frac{1}{\omega_p^2}$ , где  $\omega_p$  — собственная резонансная частота [добавочного сопротивления, то при частоте измеряемого напряжения  $\omega \ll \omega_p$  и  $\omega^2 C_g^2 R_g^2 \ll 1$  можно принять

$$V(1 - \omega^2 L_g C_g)^2 + \omega^2 C_g^2 R_g^2 \approx 1 + \frac{1}{2} \omega^2 C_g^2 R_g^2.$$

Кроме того, заметим, что члены  $\omega^2 L_g L_c C$  и  $\omega^2 C(L_g R_l + L_l R_g)$  являются величинами второго порядка малости, по сравнению с ос-

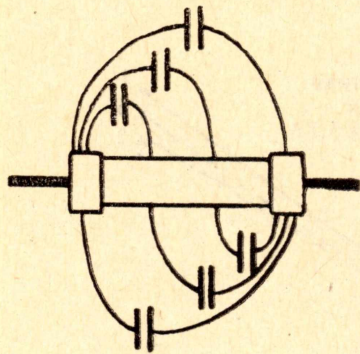


Рис. 5

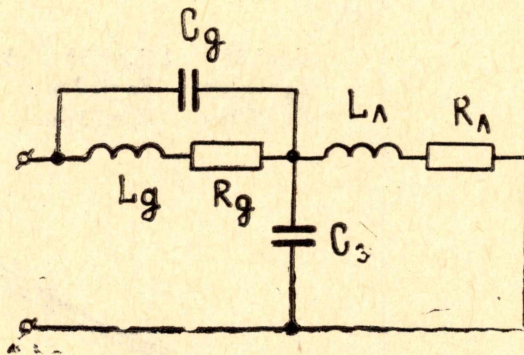


Рис. 6

тальными слагаемыми, и могут быть отброшены. С учетом этого (4) приводится к более простому виду:

$$\delta_f \approx + \frac{\omega^2 C (L_g R_l + L_l R_g)}{R_g + R_l} + \frac{1}{2} \omega^2 C_g^2 R_g^2 - \frac{1}{2} \frac{\omega^2 (L + C R_l R_g)^2}{(R_g + R_l)^2}, \quad (5)$$

где  $L = L_g + L_l$ ,  $C = C_g + C_3$ .

Справедливость полученных расчетных соотношений была проверена экспериментальным путем методом сличения с образцовым компенсационным вольтметром типа ВЗ-24 по методике, описанной в [1].

Результаты исследования фотоэлектрических компараторов на напряжения от 3,8 до 5 в с лампами накаливания типа НСМ 6,3 × 20 приведены на графиках рис. 7, 8. На этих же графиках пунктиром приведены расчетные кривые, полученные по выражению (5). Сравнение кривых, полученных расчетным и экспериментальным путем, показывает их хорошее совпадение, расхождение составляет не более 10% в частотном диапазоне до 100 Мгц. Это подтверждает правомерность представления фотоэлектрического преобразователя эквивалентной схемой (рис. 6) для указанного частотного диапазона.

Вернемся к выражению (5). Наличие в нем двух членов с различными знаками указывает на возможность компенсации частотной погрешности компарирования, причем в первом приближении при полной компенсации  $\delta_f$  от частоты зависеть не будет\*). При неполной компенсации  $\delta_f$  уменьшается и величина ее остается пропорциональной квадрату частоты. Добиться  $\delta_f = 0$  в ФП проще всего изменением емкости  $C$ . При этом возможны два случая:

а) отрицательный член в (5) больше положительных.

В этом случае целесообразно компенсацию производить изменением величины  $C_d$ , которая при известных остальных параметрах

\*) Это справедливо для частот, много меньших резонансной частоты преобразователя.



ФП ( $L_g, L_l, R_g, R_l, C_g$ ) может быть рассчитана по выражению, полученному из условия  $\delta_f = 0$ .

$$C_g = \frac{C_g R_l^2 R_g^2 - (L_l R_g^2 + L_g R_l^2)}{R_g^4 + 2R_g^3 R_l} \pm \frac{1}{R_g^4 + 2R_g^3 R_l} \times \\ \times \sqrt{[C_g R_l^2 R_g^2 - (L_l R_g^2 + L_g R_l^2)]^2 + (R_g^4 + 2R_g^3 R_l) [L^2 + C_g^2 R_g^2 R_l^2 - 2(L_l R_g^2 - L_g R_l^2) C_g]}$$

Значение необходимой сосредоточенной емкости определится, как

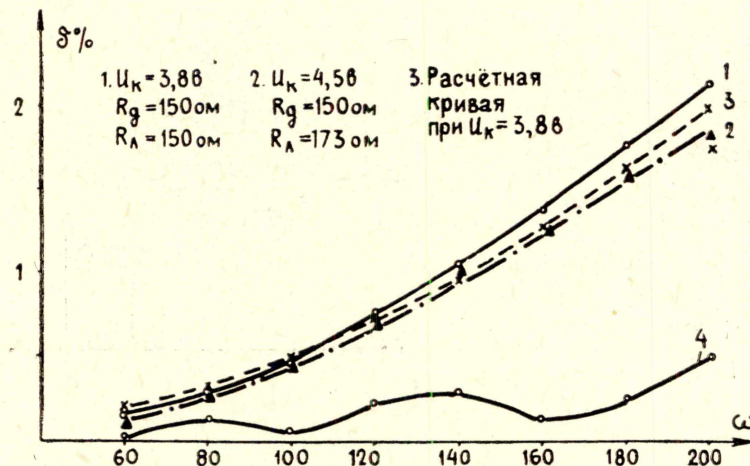


Рис. 7

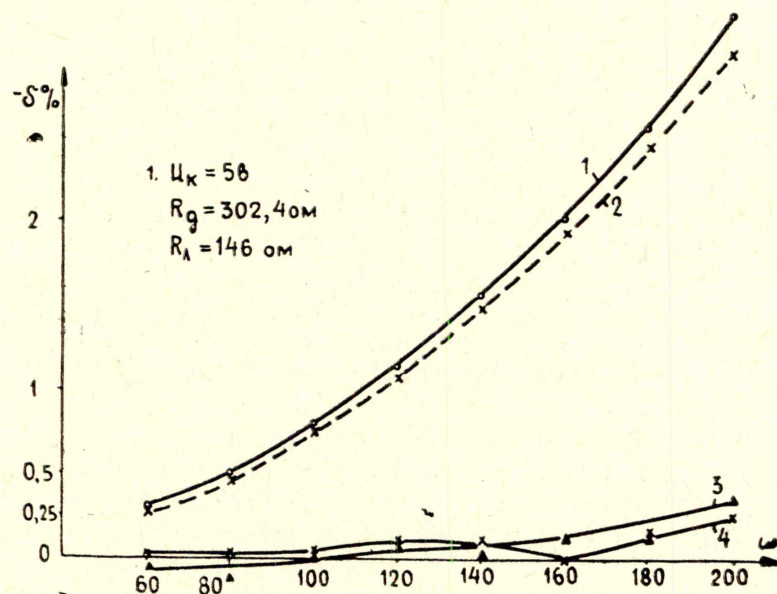


Рис. 8

$$C_{g \text{ сосред}} = C_g - C'_l,$$

где

$C'_g$  — распределенная емкость добавочного сопротивления.

б) положительные члены в (5) больше отрицательного, т. е.

$$\delta_f > 0.$$



Компенсацию при этом лучше производить увеличением  $C_3$ , формула для расчета которой приведена ниже:

$$C_3 = - \left[ C_g + \left( \frac{L_l}{R_l^2} + \frac{L_g}{R_g^2} \right) \right] \pm \sqrt{C_g + \left( \frac{L_l}{R_l^2} + \frac{L_g}{R_g^2} \right)^2 - \left[ \frac{L^2}{R_l^2 R_g^2} - 2C_g \left( \frac{L_l}{R_l^2} + \frac{L_g}{R_g^2} \right) - C_{\Delta}^2 \left( \frac{R_g^2}{R_l^2} + 2 \frac{R_g}{R_l} \right) \right]}. \quad (7)$$

Сосредоточенная емкость в этом случае равна

$$C_{\text{эсоср}} = C_3 - C_3'.$$

Необходимо заметить, что полную компенсацию можно получить только при одном значении  $R_l$ , т. е. для одного измеряемого напряжения. Несмотря на это, введение компенсирующих емкостей, даже при измерении нескольких значений напряжений, приводит к уменьшению частотной погрешности. На рис. 9 приведены зависимости  $\delta_f(R_l)$ , полученные расчетным путем. Кривые 1, 2, 3 показывают ход  $\delta_f(R_l)$ , если компенсацию производить при  $R_l = 140, 200, 260$  ом соответственно. Как видно из рис. 9, целесообразно рассчитывать компенсацию при  $R_l$ , выбранном в середине рабочего диапазона. Для сравнения на этом же рис. приведена зависимость  $\delta_f(R_l)$  без компенсации (кривая 4).

Сделанные выводы достаточно хорошо подтверждаются экспериментом. На рис. 7 кривая 4 показывает ход частотной погрешности преобразователя с лампой НСМ  $6,3 \times 20$  при введении компенсирующей емкости  $C_{\text{гсоср}} \approx 1$  пф, рассчитанной по выражению (6). Немонотонный характер кривой можно объяснить случайной погрешностью вольтметра, тем более, что разброс находится в пределах его класса. Заметно возрастает погрешность только при 200 Мгц. Здесь, очевидно, начинает сказываться влияние принятых приближений при расчете  $\delta_f$  и  $C$ .

В связи с тем, что выпускаемые промышленностью конденсаторы имеют значительный разброс параметров и, кроме того, трудно учесть изменение монтажных емкостей при постановке  $C_{\text{гсоср}}$  и т. д., нами была разработана конструкция преобразователя, в которой предусмотрена возможность плавного изменения  $C_g$  и  $C_3$  (рис. 10 а и 10 б).

Для этого использована зависимость распределенной емкости резистора от расстояния между ним и проводящим телом с нулевым потенциалом. Согласно [5] суммарная емкость, шунтирующая резистор, в этом случае равна

$$C_g \approx \frac{r \epsilon_0}{2\pi} \left( 1 + \frac{2\pi^2 l}{h} \right),$$

где

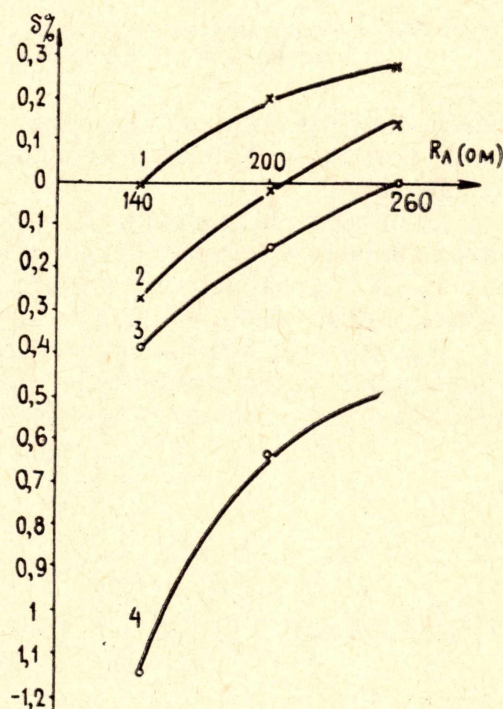


Рис. 9



$e$  — длина резистора,  
 $h$  — расстояние до проводника.

Результаты экспериментального исследования такого преобразователя приведены на рис. 8. Настройка компенсирующей цепи производилась при двух частотах — 100 Мгц (кривая 3) и 160 Мгц (кривая 4). Ход кривых указывает на то, что даже при полной компенсации на одной частоте остается зависимость  $\delta_f(\omega)$ , которая в некоторых слу-

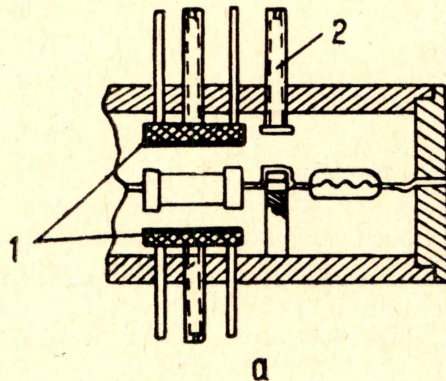


Рис. 10 а. 1 — металлические пластины,  
 2 — штырь для изменения  $C_3$

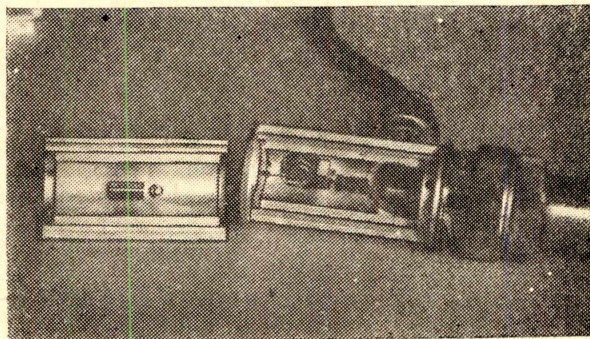


Рис. 10 б

чаях в частотном диапазоне может менять даже знак (кривая 3), оставаясь при этом значительно меньше погрешности компарирования без компенсации.

Добиться уменьшения частотной погрешности ФП можно и выбором определенных конструктивных размеров. Действительно, так как  $C_g$ ,  $C_3$ ,  $L_g$  и  $L_l$  зависят от диаметра внешнего проводника  $D_i$ , то, очевидно, можно выбрать оптимальную величину его, при которой  $\delta_f \rightarrow 0$ .

Рассмотрим возможность расчета внутреннего диаметра внешнего проводника преобразователя. Возьмем упрощенный случай, когда  $L_g \ll L_l$ ,  $C_g \ll C_3$  и их влиянием можно пренебречь. При этом

$$\begin{aligned} \delta_f &= - \frac{\omega^2 L_l C_3 R_g}{R_l + R_g} - \frac{1}{2} \frac{\omega^2 (1 + C_3 R_l R_g)^2}{(R_l + R_g)^2} = \\ &= - \frac{\omega^2}{2(R_g + R_l)^2} (L_l^2 - 2L_l C_3 R_g^2 + C_3^2 R_l^2 R_g^2). \end{aligned}$$

Откуда следует, что  $\delta_f = 0$ , если выражение в скобках равно 0

$$L_l^2 - 2L_l C_3 R_g^2 + C_3^2 R_l^2 R_g^2 = 0.$$

Обозначим  $\frac{L_l}{C_3 R_l R_g} = K$ , тогда последнее выражение примет вид

$$K^2 - 2 \frac{R_g}{R_l} K + 1 = 0,$$

откуда

$$K = \frac{R_g}{R_l} \pm \sqrt{\left(\frac{R_g}{R_l}\right)^2 - 1}.$$

Полученное соотношение позволяет сделать вывод, что компенсацию можно получить только при  $R_l \geq R_g$ .

Используя выражение для  $K$  и выражения 6, 7 из [1], найдем оптимальный диаметр внешнего проводника

$$K = \frac{1}{R_l R_g} \frac{1}{8\pi^2 \varepsilon} \cdot \ln \frac{D_i}{d_l} \cdot \ln \frac{D_i^2}{d_g d_l},$$



где  $d_n$  — диаметр нити ЛН.

$d_g$  — диаметр добавочного сопротивления.

Обозначим  $\ln D_i = A$ ,  $\ln d_n = b$ ,  $\ln d_g = a$ ,

$$K \cdot R_n \cdot R_g \frac{8 \pi^2 \varepsilon}{\mu} = \Gamma, \text{ тогда}$$

$$\ln D_i = A \approx \frac{a + 3b}{4} \pm \frac{1}{4} \sqrt{(a + 3b)^2 - 8(ab + b^2 - \Gamma)}.$$

Решение этой задачи в более общем случае с учетом  $C_g$  и  $L_g$  получается слишком громоздким и поэтому ограничимся рассмотренным выше примером, тем более, что результат все равно получается лишь ориентировочным. Необходимо заметить, что получить полную компенсацию частотной погрешности выбором оптимальной конструкции весьма затруднительно. Кроме того, в случае замены ЛН, даже на однотипную, из-за разброса параметров компенсация нарушается и уменьшить  $\delta_f$  можно будет только заменой всей конструкции преобразователя, что весьма неудобно. В этой связи следует рассчитывать ориентировочный диаметр внешнего проводника, а для полной компенсации частотной погрешности использовать описанные выше способы.

### Выводы

1. При работе ЛН в режиме заданного тока и промежуточном погрешность компарирования существенно зависит от места включения ЛН: при индуктивном характере добавочного сопротивления минимальная погрешность достигается при максимальном приближении ЛН к короткозамкнутому концу преобразователя; при емкостном характере добавочного сопротивления ЛН следует включать ближе ко входу преобразователя.

2. Имеется возможность уменьшения частотной погрешности путем изменения расстояния между ЛН и короткозамкнутым концом преобразователя.

3. Для расчета частотной погрешности можно представить ФП в виде Т-образной эквивалентной схемы. Правомочность такой замены хорошо подтверждается экспериментом.

4. Имеется возможность уменьшения частотной погрешности выбором оптимальных размеров конструкции преобразователя или введением специальных компенсирующих цепей.

5. Компенсация частотной погрешности может производиться на одной частоте. При измерениях на других частотах  $\delta_f$  проявляться не будет, если была произведена полная компенсация, в противном случае остается квадратичная зависимость от частоты некомпенсированной части ошибки.

6. Полная компенсация сохраняется только для одного значения измеряемого напряжения, при котором производилась настройка. Для других величин  $\delta_f$  будет присутствовать, оставаясь значительно меньше погрешности без компенсирующей цепи.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Ю. М. Фомичев, М. С. Ройтман. Погрешность фотоэлектрических преобразователей на высоких частотах. Томск, Изд-во ТГУ, Изв. ТПИ, 1970, т. 231.

2. F. L. Hermach, E. S. Williams. Thermal voltage Converters for Accurate voltage Measurements to 30 Mgs. Communication and Electronics, July, 1960.

3. Р. Ф. Акнаев, Т. Б. Рождественская. Новая аппаратура для измерения действующего значения напряжения в широком диапазоне частот. «Измерительная техника», 1970, № 5.

4. Н. В. Зернов, В. Г. Карпов. Теория радиотехнических цепей. М.—Л., «Энергия», 1965, стр. 264.

5. М. С. Микитинский. Учет распределенной емкости непроволочных сопротивлений. «Радиотехника», 1963, т. 18, № 1.